

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-074741

(43)Date of publication of application : 18.03.1997

(51)Int.Cl.

H02M 3/155

(21)Application number : 07-246888

(71)Applicant : MURATA MFG CO LTD

(22)Date of filing : 31.08.1995

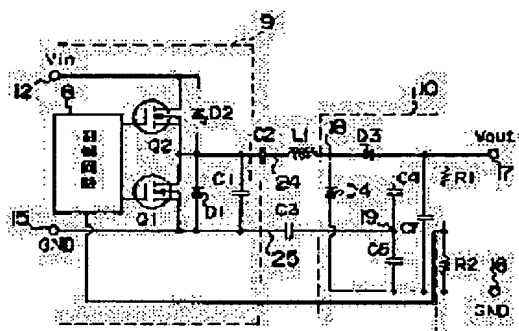
(72)Inventor : MATSUMOTO MASAHIKO

## (54) CONVERTER

## (57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an efficient and compact DC-DC converter which can be insulated in terms of AC even without a transformer.

**SOLUTION:** A first switch Q1 and a second switch Q2 are connected in series and a rectification smoothing circuit 10 for rectifying and smoothing the output of a DC-AC conversion circuit 9 via connection paths 24 and 25 is provided at the output side of the DC-AC conversion circuit 9 where the switches Q1 and Q2 alternately perform zero-cross switching while sandwiching a dead time to constitute a converter. An inductor L1 is provided at a connection path 24 and AC insulation capacitors C2 and C3 for eliminating DC components are provided at all connection paths 24 and 25 for connecting the DC-AC conversion circuit 9 and the DC smoothing circuit 10, thus insulating AC by AC insulation capacitors C2 and C3 even without providing a transformer.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

\* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The converter characterized by for the 1st upstream switch and the 2nd upstream switch being the converters equipped with the DC-AC conversion circuit which performs zero cross switching operation by turns on both sides of a DETTO time, and the rectification smoothing circuit which carries out rectification smooth [ of the output of this DC-AC conversion circuit ], and forming AC insulation capacitor for dc-component removal in all the connection paths that connect said DC-AC conversion circuit and rectification smoothing circuit.

---

[Translation done.]

**\* NOTICES \***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

**DETAILED DESCRIPTION**

---

**[Detailed Description of the Invention]****[0001]**

**[Field of the Invention]** This invention relates to the converter used for switching power supplies, such as a personal computer, etc.

**[0002]**

**[Description of the Prior Art]** The converter of a forward type is widely used for switching power supply, and an example of the circuitry of this kind of converter is shown in drawing 10. As shown in this drawing, this kind of converter has the transformer 4 which has a core 1, a primary coil 2, and a secondary coil 3, makes a drive circuit the circuit 13 of the upstream of this transformer 4, and makes the secondary circuit 14 the output circuit. The power source which performs circuit actuation was connected to the coil 13 side of the upstream, the switch 11 which performs switching operation is formed, and the inductor 23 formed with the choke coil etc. is formed in the secondary circuit 14. In addition, 20 and 21 show diode among drawing and 22 shows the capacitor.

**[0003]** In this kind of converter, the direct current voltage  $V_{in}$  inputted from the power source is changed into alternating voltage by the switching operation of a switch 11, and it is inputted into the secondary circuit 14. Thus, the so-called AC insulation which restricts the energy which performs dc-component removal and is supplied to the secondary circuit 14 even if abnormal voltage occurs in the circuit 13 side of the upstream so that [ in order that the input to the secondary circuit 14 may prevent a fire and the risk of electrification in the switching power supply of AC input, for example, ] destruction of the components of the secondary circuit 14 etc. may not break out with the abnormal voltage is required. Then, conventionally, a transformer 4 is formed as mentioned above and AC insulation is performed. In addition, it has the electrical-potential-difference conversion function to change the magnitude of an electrical potential difference other than AC insulation into a transformer 4.

**[0004]**

**[Problem(s) to be Solved by the Invention]** However, it has the core 1, the primary coil 2, and the secondary coil 3, since the miniaturization of a core 1 is difficult, a transformer 4 becomes large-sized components, and a transformer 4 is hundreds of kHz especially. Even if it high-frequency-ized the switching frequency then, since the miniaturization of a transformer 4 was not able to be performed, it had the problem of also enlarging a converter.

**[0005]** Moreover, since an eddy current arose by the field which loss produces to a converter and is especially produced by building a transformer 4 into a circuit between the core 1 of a transformer 4, and a primary coil 2 and the conductor of secondary-coil 3 grade, there was also a problem that effectiveness will fall by the eddy current loss of this eddy current.

**[0006]** Even if this invention is made in order to solve the above-mentioned conventional technical problem, and a transformer is not used for it, it can perform AC insulation with the drive circuit of the upstream, and a secondary output circuit, and offering a small small capacitor has loss.

**[0007]**

**[Means for Solving the Problem]** In order to attain the above-mentioned purpose, this invention is made into The means for solving a technical problem by the following configurations. That is, the 1st upstream switch and the 2nd upstream switch are the converters equipped with the DC-AC conversion circuit which performs zero cross switching operation by turns on both sides of a DETTO time, and the rectification smoothing circuit which carries out rectification smooth [ of the output of this DC-AC conversion circuit ], and this invention is constituted considering AC insulation capacitor for dc-component removal being formed in all the connection paths that connect said DC-AC conversion circuit and rectification smoothing circuit as a description.

[0008] In this invention of the above-mentioned configuration, since AC insulation capacitor for dc-component removal is formed in all the connection paths that connect the DC-AC conversion circuit and rectification smoothing circuit of the upstream, AC insulation of a DC-AC conversion circuit and the rectification smoothing circuit is carried out by AC insulation capacitor. Therefore, it is not necessary to form a transformer like the conventional converter and to carry out AC insulation of the drive circuit of the upstream, and the secondary output circuit, and the circuit which omitted the transformer is formed. And by omitting a transformer, it becomes possible to control the loss produced by forming a transformer, and enlargement of equipment, and the above-mentioned technical problem that a small converter with small loss is offered is solved.

[0009]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained based on a drawing. The circuitry of the 1st example of an operation gestalt of the converter concerning this invention is shown in drawing 1. In this drawing between input DC power supply 12 and the upstream gland (GND) 15 The 1st switch Q1 as 1st upstream switch and the 2nd switch Q2 as 2nd upstream switch are connected to the serial. Between the drain sources of the 1st switch Q1, diode D1 and a resonant capacitor C1 are connected to juxtaposition, respectively, and diode D2 is connected to juxtaposition between the drain sources of the 2nd switch Q2. In addition, the 1st and 2nd switch Q1 and Q2 is formed for example, of the high Poral transistor etc.

[0010] The control circuit 8 is connected to the gate side of the 1st and 2nd switch Q1 and Q2. Moreover, by this control circuit 8 For example, by applying Q1 drive electrical potential difference of pulse shape as shown in drawing 3 to the 1st switch Q1, and applying Q2 drive electrical potential difference to the 2nd switch Q2 The 1st switch Q1 and 2nd switch Q2 are made to perform zero cross switching operation by turns on both sides of a DETTO time (DT). The DC-AC conversion circuit 9 which functions as a drive circuit of this example of an operation gestalt is constituted by the above circuit.

[0011] The rectification smoothing circuit 10 which carries out rectification smooth [ of the output of this DC-AC conversion circuit 9 ] is connected to the output side of this DC-AC conversion circuit 9 through connection paths 24 and 25, and this rectification smoothing circuit 10 is constituted from this example of an operation gestalt by the voltage doubler rectifier circuit of the common knowledge equipped with diodes D3 and D4 and Capacitors C4, C5, and Cf.

[0012] Said connection path 24 is interposed between the middle point of the 1st switch Q1 and the 2nd switch Q2, and the input terminal 18 of the rectification smoothing circuit 10, and AC insulation capacitor C2 for dc-component removal is connected to an inductor L1 and a serial, and it is prepared in this connection path. Moreover, said connection path 25 has connected the gland 15 of the upstream, and the input terminal 19 of the rectification smoothing circuit 10, and the same AC insulation capacitor C3 for dc-component removal as a connection path 24 is formed in the connection path 25.

[0013] Each AC insulation capacitors C2 and C3 are formed by the ceramic condenser etc., and when AC input by the side of the rectification smoothing circuit 10 is a 100 V input, they are accomplished with about 1500v pressure-proofing, respectively. this proof-pressure capacity — Electrical Appliance and Material Control Law and UL — the specification of law is clearable.

[0014] Between the output terminal 17 of a capacitor, and the gland 16, loads R1 and R2 are connected to the serial, and the middle point and said control circuit 8 of these loads R1 and R2 are connected at the output side of the rectification smoothing circuit 10. A control circuit 8 is output voltage Vout by the value of loads R1 and R2. It detects and is this electrical potential difference Vout. When it falls, it carries out enlarging upstream generating pulse width of each drive electrical potential difference of the 1st and 2nd switch Q1 and Q2 etc., and stabilization control of a circuit is performed.

[0015] Moreover, various control of duty control (for example, an output becomes the largest at the time of  $t/T=D(\text{duty})=0.5$  shown in drawing 2 ), frequency control (an output becomes large, so that the frequency of the drive electrical potential difference of the 1st and 2nd switch is low), control (an output becomes large, so that L1 is large) according control of this converter to an inductor (variable inductor) L1, etc. is enabled by the control circuit 8.

[0016] This example of an operation gestalt is constituted as mentioned above, and is explained about the actuation based on the timing diagram shown in (a) and drawing 3 of drawing 2 and drawing 4 , and 5 below. In addition, the circuitry of this example of an operation gestalt is shown by the equal circuit, and AC insulation capacitors C2 and C3 and the capacitors C4 and C5 which are used for this example of an operation gestalt have a large capacity, and at the time of a stationary, assuming that it hardly changes, a capacitor both-ends electrical potential difference transposes to DC power supplies VC2, VC3, VC4, and VC5, respectively, and is shown in drawing 4 and 5.

[0017] First, if it applies to  $t_1$  from  $t_0$  of drawing 3, as shown in (a) of drawing 4  $R > 4$ , the 1st switch Q1 is OFF, the 2nd switch Q2 is in the condition of ON, at this time, diode D3 serves as ON and diode D4 serves as OFF. Therefore, a current  $I_L 1$  begins to flow in this circuit in the path of  $V_{in} \rightarrow Q2 \rightarrow L1 \rightarrow VC2 \rightarrow VC4 \rightarrow VC3$ , and increases to it linearly according to the degree type (1), and it becomes max just before the 2nd switch Q2 turns off.

[0018]

$I_L 1 = (V_{in} - VC2 - VC4 - VC3)$  and  $t/L1$  ..... (1)

[0019] Next, at the time of  $t_1$  to  $t_2$  of drawing 3, a circuit will be in the condition which shows in (b) of drawing 4, the 2nd switch Q2 and 1st switch Q1 become [ both ] off, at this time, diode D3 serves as ON and diode D4 serves as OFF. Such in the condition, in order that an inductor L1 and a resonant capacitor C1 may carry out LC resonance, the charge which was being accumulated in the resonant capacitor C1 is drawn out, and the drain electrical potential difference of the 1st switch Q1 falls.

[0020] And said inductor L1 If the drain electrical potential difference of the 1st switch Q1 becomes less than [ 0V ] by LC resonance of a resonant capacitor C1 as shown in  $t_2$  of drawing 3, as shown in (c) of drawing 4, the diode D1 connected to the 1st switch Q1 and juxtaposition will flow. And when the drain electrical potential difference of the 1st switch Q1 is 0V, null voltage switching (zero cross switching) actuation is attained by setting the 1st switch Q1 to ON. If it applies to  $t_3$  from  $t_2$  of drawing 3, a current  $I_L 1$  decreases linearly according to a degree type (2).

[0021]

$I_L 1 = I_L 1(t_2) - (VC2 + VC4 + VC3)$  and  $t/L1$  ..... (2)

[0022] Next, the 1st switch Q1 serves as ON by  $t_3$  of drawing 3, the 2nd switch Q2 will be in the condition which shows a circuit in (a) of drawing 5 at the time of OFF, diode D3 serves as OFF and diode 4 serves as ON. Therefore, it begins to flow in the path of  $VC2 \rightarrow L1 \rightarrow Q1 \rightarrow VC3 \rightarrow VC5 \rightarrow D4 \rightarrow VC2$ , the current of the time of the condition of (a) of drawing 4 and hard flow flows according to a degree type (3), and the current of this reverse sense increases a current  $I_L 1$  linearly.

[0023]

$I_L 1 = -(VC2 + VC3 - VC3)$  and  $t/L1$  ..... (3)

[0024] Next, if the 1st switch Q1 serves as OFF by  $t_4$  of drawing 3, 1st a switch Q1 and 2nd switching [ Q2 ] become [ both ] off [  $t_4$  to  $t_5$  ], at this time, as shown in (b) of drawing 5  $R > 5$ , diode D3 serves as OFF and diode D4 serves as ON. And a charge is accumulated in a resonant capacitor C1, and as shown in drawing 3, thereby, the drain electrical potential difference of the 1st switch Q1 rises, because an inductor L1 and a resonant capacitor C1 carry out LC resonance.

[0025] and LC resonance with said inductor L1 and resonant capacitor C1 — the drain electrical potential difference of the 1st switch Q1 — more than the input voltage  $V_{in}$  — becoming ( $t_5$  of this drawing) — as shown in (c) of drawing 5, the 2nd switch Q2 and the diode D2 of juxtaposition flow. And null voltage switching can be attained by turning on the 2nd switch Q2 at this period. At this time, a current  $I_L 1$  decreases linearly according to a degree type (4), and the current of diode D4 also decreases.

[0026]

$I_L 1 = I_L 1(t_5) + (V_{in} + VC5 - VC2 - VC3)$  and  $t/L1$  ..... (4)

[0027] And the operating state of a circuit is the output voltage  $V_{out}$  to which is followed in  $t_0$  of drawing 3 at an initial state, and return and the above operating cycles are repeatedly performed, and are outputted by such actuation from an output terminal 17. It becomes the sum of VC4 and VC5. Moreover, although not illustrated by drawing 3, as the drain electrical potential difference of the 2nd switch Q2 in this circuit is shown in (a) of drawing 2, it becomes the gate voltage (drive electrical potential difference) of the 1st switch Q1, and the pulse shape of the reverse sense, and the current of a resonant capacitor C1 is also set to (a) of this drawing.

[0028] According to this example of an operation gestalt, even if it does not form a transformer like the conventional switching power supply circuit as mentioned above by having formed AC insulation capacitors C2 and C3 for dc-component removal in all the connection circuits 24 and 25 of the DC-AC conversion circuit 9 and the rectification smoothing circuit 10, AC insulation with the DC-AC conversion circuit 9 which is a drive circuit of the upstream, and the rectification smoothing circuit 10 which is an output circuit can be performed.

[0029] Therefore, it becomes possible to control and can make into efficient small DC-DC KONTA to enlarge equipment by forming a transformer 4 like the conventional converter which formed the transformer 4, or for loss to become large by eddy current loss etc.

[0030] and When the 1st switch Q1 and 2nd switch Q2 form AC insulation capacitors C2 and C3 in the connection paths 24 and 25 of the DC-AC conversion circuit 9 which performs zero cross switching

operation by turns on both sides of a DETTO time, and the rectification smoothing circuit 10 and constitute the circuit of a converter. There are no noise and loss which are generated when the 1st and 2nd switch Q1 and Q2 turns on. By the voltage doubler rectifier circuit, a voltage output is efficiently possible and the very efficient outstanding converter without loss by the transformer 4 can consist of omitting the transformer 4 which was indispensable to the conventional circuit moreover.

[0031] The circuitry of the 2nd example of an operation gestalt of the capacitor concerning this invention is shown in drawing 6, and the same sign is given to the same name part as the example of an operation gestalt of the above 1st in this drawing. The characteristic thing which this example of an operation gestalt differs from the example of a gestalt of the above 1st is having formed the rectification smoothing circuit 10 by the well-known bridge diode circuit which performs full wave rectification, and this bridge diode circuit has diodes D3, D4, D5, and D6 and Capacitor Cf, and is constituted. In addition, in this example of an operation gestalt, since the configuration except having formed the rectification smoothing circuit 10 by the bridge diode circuit is the same as that of the above 1st, the duplication explanation is omitted.

[0032] This example of an operation gestalt is constituted as mentioned above, and it also sets for this example of an operation gestalt. By having formed AC insulation capacitors C2 and C3 like the example of an operation gestalt of the above 1st, respectively to all the connection paths 24 and 25 that connect the DC-AC conversion circuit 9 and the rectification smoothing circuit 10. It becomes possible to omit the transformer 4 in the conventional circuit, and the same effectiveness as the example of an operation gestalt of the above 1st can be done so.

[0033] In addition, each drive electrical potential difference of the 1st and 2nd switch [ in / in drawing 7 / this example of an operation gestalt ] Q1 and Q2, As the timing diagram of each current of the drain electrical potential difference of the 1st switch Q1, an inductor L1, diodes D3 and D4, and a resonant capacitor C1 is shown and it is shown in this drawing. In this converter, by control of a control circuit 8, the same zero cross switching operation as the example of an operation gestalt of the above 1st is performed, bridge diode circuit actuation by the rectification smoothing circuit 10 is performed, and full wave rectification is performed.

[0034] The circuitry of the 3rd example of an operation gestalt of the capacitor concerning this invention is shown in drawing 8, and the same sign is given to the same name part as the above 1st and the 2nd example of an operation gestalt also in this drawing. The characteristic thing which this example of an operation gestalt differs from the above 1st and the 2nd example of an operation gestalt is having formed the rectification smoothing circuit 10 by the well-known half wave rectifier circuit which has diodes D3 and D4 and Capacitor Cf.

[0035] Like the above 1st and the 2nd example of an operation gestalt, like the above 1st and the 2nd example of an operation gestalt, it becomes possible to omit a transformer 4 and the same effectiveness can be done so by having formed AC insulation converters C2 and C3 also in this example of an operation gestalt, respectively to all the connection paths 24 and 25 that connect the DC-AC conversion circuit 9 and the rectification smoothing circuit 10.

[0036] In addition, the timing diagram of each current of the drive electrical potential difference of the 1st and 2nd switch Q1 and Q2 in this example of an operation gestalt, the drain electrical potential difference of a switch Q1, an inductor L1, diode D3, and a resonant capacitor C1 is shown in drawing 9, and actuation as shown in this timing diagram is performed to it in this example of an operation gestalt.

[0037] In addition, this invention is not limited to the above-mentioned example of an operation gestalt, and can take the mode of various operations. For example, although the DC-AC conversion circuit 9 connected with the 1st switch Q1 and juxtaposition and formed the resonant capacitor C1, it may connect a resonant capacitor C1 to the 2nd switch Q2 and juxtaposition, and may constitute the DC-AC conversion circuit 9 from an above-mentioned example of an operation gestalt.

[0038] Moreover, although the inductor L1 was formed in the connection path 24 side, an inductor L1 is formed in a connection path 25 side, and you may make it connect it with AC insulation capacitor C3 in the above-mentioned example of an operation gestalt at a serial.

[0039] Furthermore, although the input terminal 19 of the rectification smoothing circuit 10 was connected by the connection path 25 the gland 15 side of the DC-AC conversion circuit 9 and AC insulation capacitor C3 was formed in this connection path 25 instead, the input terminal 19 of the rectification smoothing circuit 10 may be connected according to a connection path the input DC-power-supply 12 side of the DC-AC conversion circuit 9, AC insulation capacitor C3 may be formed in this connection path, and the circuit of a converter may consist of above-mentioned examples of an operation gestalt.

[0040] Furthermore, the capacity of AC insulation capacitors C2 and C3 formed in the connection paths 24 and 25 which connect the DC-AC conversion circuit 9 and the rectification smoothing circuit 10 like the above-mentioned example of an operation gestalt is what is set up suitably. For example, when the capacity

of AC insulation capacitors C2 and C3 is set up small, as shown in (b) of drawing 2 , although each current of an inductor L1 and diodes D3 and D4 comes to show the smooth waveform characteristic, it does so the same effectiveness as the above-mentioned example of an operation gestalt also in this case.

[0041] Furthermore, the rectification smoothing circuit 10 established in the converter of this invention should just be a circuit which does not necessarily restrict considering as a voltage doubler rectifier circuit like the above-mentioned example of an operation gestalt, a bridge diode circuit, and a half wave rectifier circuit, but carries out rectification smooth [ of the output of the DC-AC conversion circuit 9 ] besides these circuits.

[0042]

[Effect of the Invention] According to this invention, since AC insulation capacitor for dc-component removal is formed in all the connection paths that connect the DC-AC conversion circuit of the upstream for a drive, and the rectification smoothing circuit of an output side, by AC insulation capacitor, it becomes possible to perform AC insulation to a rectification smoothing circuit from a DC-AC conversion circuit, and the transformer which was indispensable to the conventional converter can be omitted. Therefore, it becomes possible to control the loss by enlargement of the equipment by forming a transformer, the eddy current loss of a transformer, etc., and can consider as an efficient small converter.

[0043] And since the increment in the loss by controlling the loss generated when the 1st and 2nd upstream switch is turned on, respectively, and forming a transformer by the zero cross switching operation of a DC-AC conversion circuit can also be controlled according to this invention, the efficient outstanding small converter can be formed in a low noise.

---

[Translation done.]

\* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.\*\*\*\* shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

---

## DESCRIPTION OF DRAWINGS

---

### [Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuitry Fig. showing the 1st example of an operation gestalt of the converter concerning this invention.

[Drawing 2] It is the timing diagram which shows the electrical potential difference and current which are added to each component in the example of an operation gestalt of the above 1st.

[Drawing 3] It is the explanatory view expanding and showing a part of timing diagram shown in (a) of drawing 2.

[Drawing 4] It is the explanatory view showing actuation of the example of an operation gestalt of the above 1st by the equal circuit.

[Drawing 5] It is the explanatory view following drawing 4 showing actuation of the example of an operation gestalt of the above 1st by the equal circuit.

[Drawing 6] It is the circuitry Fig. showing the 2nd example of an operation gestalt of the converter concerning this invention.

[Drawing 7] It is the timing diagram which shows the electrical potential difference and current which are added to each component in the example of an operation gestalt of the above 2nd.

[Drawing 8] It is the circuitry Fig. showing the 3rd example of an operation gestalt of the converter concerning this invention.

[Drawing 9] It is the timing diagram which shows the electrical potential difference and current which are added to each component in the example of an operation gestalt of the above 3rd.

[Drawing 10] It is the explanatory view showing an example of the circuitry of the converter for the conventional switching power supplies.

### [Description of Notations]

8 Control Circuit

9 DC-AC Conversion Circuit

10 Rectification Smoothing Circuit

Q1 The 1st switch

Q2 The 2nd switch

C2, C3 AC insulation capacitor

L1 Inductor

---

[Translation done.]



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-74741

(43) 公開日 平成9年(1997)3月18日

(51) Int.Cl. <sup>a</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 M 3/155			H 0 2 M 3/155	Q E1-3, F1, F6 H E1-3, F1, F6

審査請求 未請求 請求項の数 1 F D (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平7-246888

(22) 出願日 平成7年(1995)8月31日

(71) 出願人 000006231

株式会社村田製作所

京都府長岡京市天神二丁目26番10号

(72) 発明者 松本 匡彦

京都府長岡京市天神二丁目26番10号 株式会社村田製作所内

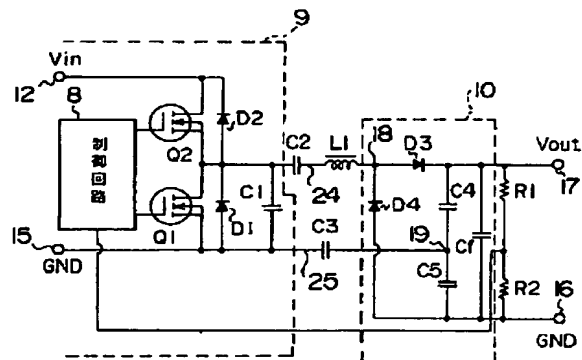
(74) 代理人 弁理士 五十嵐 清

(54) 【発明の名称】 コンバータ

(57) 【要約】

【課題】 トランスがなくてもAC絶縁が可能な、効率のよい小型のDC-DCコンバータを提供する。

【解決手段】 第1のスイッチQ1と第2のスイッチQ2とを直列に接続し、このスイッチQ1とQ2とがデットタイムを挟んで交互にゼロクロススイッチング動作を行うDC-AC変換回路9の出力側に、接続経路24、25を介して、DC-AC変換回路9の出力を整流平滑する整流平滑回路10を設けてコンバータを構成する。接続経路24にはインダクタL1を設け、DC-AC変換回路9と整流平滑回路10とを接続する全ての接続経路24、25に、直流成分除去用のAC絶縁コンデンサC2、C3を設けることで、トランスを設けなくても、AC絶縁コンデンサC2、C3によってAC絶縁を行う。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の一次側スイッチと第2の一次側スイッチとがデットタイムを挟んで交互にゼロクロススイッチング動作を行うDC-AC変換回路と、このDC-AC変換回路の出力を整流平滑する整流平滑回路とを備えたコンバータであって、前記DC-AC変換回路と整流平滑回路とを接続する接続経路の全てに直流成分除去用のAC絶縁コンデンサが設けられていることを特徴とするコンバータ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、例えばパソコン等のスイッチング電源等に用いられるコンバータに関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】スイッチング電源にフォワードタイプのコンバータが広く使用されており、図10には、この種のコンバータの回路構成の一例が示されている。同図に示すように、この種のコンバータは、コア1と一次コイル2と二次コイル3とを有するトランス4を有しており、このトランス4の一次側の回路13を駆動回路とし、二次側の回路14を出力回路としている。一次側のコイル13側には回路動作を行う電源を接続し、スイッチング動作を行うスイッチ11を設けており、二次側の回路14にはチョークコイル等により形成したインダクタ23を設けている。なお、図中、20、21はダイオード、22はコンデンサを示している。

【0003】この種のコンバータにおいては、電源から入力された直流電圧 $V_i$ がスイッチ11のスイッチング動作により交流電圧に変換されて二次側の回路14に入力されるようになっている。このように、二次側の回路14への入力がAC入力のスイッチング電源においては、火災や感電の危険を防止するために、例えば一次側の回路13側で異常電圧が発生しても、その異常電圧により二次側の回路14の部品の破壊等が起きないように、直流成分除去を行って二次側の回路14に供給されるエネルギーを制限する、いわゆるAC絶縁が要求される。そこで、従来は、上記のようにトランス4を設けてAC絶縁を行っている。なお、トランス4には、AC絶縁の他に電圧の大きさを変換する電圧変換機能を有している。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、トランス4は、コア1と一次コイル2、二次コイル3を有しており、コア1の小型化が困難であるためにトランス4は大型の部品となってしまう、特に、数百kHzでは、スイッチング周波数を高周波化してもトランス4の小型化はできないために、コンバータも大型化してしまうといった問題があった。

【0005】また、トランス4を回路に組み込むことにより、コンバータに損失が生じ、特に、トランス4のコ

ア1と一次コイル2や二次コイル3等の導体との間で生じる磁界によって渦電流が生じるために、この渦電流の渦電流損によって効率が低下してしまうといった問題もあった。

【0006】本発明は、上記従来の課題を解決するためになされたものであり、トランスを用いなくても一次側の駆動回路と二次側の出力回路とのAC絶縁を行うことが可能であり、損失が小さい小型のコンデンサを提供することにある。

## 10 【0007】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明は次のような構成により課題を解決するための手段としている。すなわち、本発明は、第1の一次側スイッチと第2の一次側スイッチとがデットタイムを挟んで交互にゼロクロススイッチング動作を行うDC-AC変換回路と、このDC-AC変換回路の出力を整流平滑する整流平滑回路とを備えたコンバータであって、前記DC-AC変換回路と整流平滑回路とを接続する接続経路の全てに直流成分除去用のAC絶縁コンデンサが設けられていることを特徴として構成されている。

【0008】上記構成の本発明において、一次側のDC-AC変換回路と整流平滑回路とを接続する接続経路の全てに直流成分除去用のAC絶縁コンデンサが設けられているために、DC-AC変換回路と整流平滑回路とがAC絶縁コンデンサによってAC絶縁される。そのため、従来のコンバータのようにトランスを設けて一次側の駆動回路と二次側の出力回路とをAC絶縁する必要はなく、トランスを省略した回路が形成される。そして、トランスを省略することにより、トランスを設けることによって生じる損失や装置の大型化を抑制することが可能となり、損失が小さい小型のコンバータを提供するという上記課題が解決される。

## 【0009】

【発明の実施の形態】以下、本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。図1には、本発明に係るコンバータの第1の実施形態例の回路構成が示されている。同図において、入力直流電源12と一次側グランド(GND)15間に、第1の一次側スイッチとしての第1のスイッチQ1と第2の一次側スイッチとしての第2のスイッチQ2とが直列に接続されており、第1のスイッチQ1のドレイン・ソース間にはダイオードD1と共振コンデンサC1とがそれぞれ並列に接続されており、第2のスイッチQ2のドレイン・ソース間にはダイオードD2が並列に接続されている。なお、第1、第2のスイッチQ1、Q2は、例えばハイボラトランジスタ等により形成されている。

【0010】また、第1、第2のスイッチQ1、Q2のゲート側には制御回路8が接続されており、この制御回路8により、例えば、図3に示すようなパルス波形のQ1ドライブ電圧を第1のスイッチQ1に加え、Q2ドラ

3

イブ電圧を第2のスイッチQ2に加えることにより、第1のスイッチQ1と第2のスイッチQ2とがデットタイム(DT)を挟んで交互にゼロクロススイッチング動作を行うようにしている。以上の回路により、本実施形態例の駆動回路として機能するDC-AC変換回路9が構成されている。

【0011】このDC-AC変換回路9の出力側には、このDC-AC変換回路9の出力を整流平滑する整流平滑回路10が、接続経路24、25を介して接続されており、この整流平滑回路10は、本実施形態例では、ダイオードD3、D4、コンデンサC4、C5、Cfを備えた周知の倍電圧整流回路によって構成されている。

【0012】前記接続経路24は、第1のスイッチQ1と第2のスイッチQ2の midpoint と整流平滑回路10の入力端子18との間に介設されており、この接続経路には直流成分除去用のAC絶縁コンデンサC2がインダクタL1と直列に接続されて設けられている。また、前記接続経路25は、一次側のグランド15と整流平滑回路10の入力端子19とを接続しており、接続経路25には接続経路24と同様の直流成分除去用のAC絶縁コンデンサC3が設けられて

いる。【0013】各AC絶縁コンデンサC2、C3は、それぞれ、セラミックコンデンサ等により形成されており、整流平滑回路10側へのAC入力100V入力の場合には、約1500V耐圧と成している。この耐圧容量は、電気用品取締法やUL法の規格をクリアできるものである。

【0014】整流平滑回路10の出力側には、コンデンサの出力端子17とグランド16間に負荷R1、R2が直列に接続されており、この負荷R1とR2の midpoint と前記制御回路8とが接続されている。制御回路8は、負荷R1、

$$I_{L1} = (V_{in} - VC2 - VC4 - VC3) \cdot t / L1 \cdots \cdots (1)$$

【0019】次に、図3のt1からt2のときには、回路は図4の(b)に示す状態となり、第2のスイッチQ2と第1のスイッチQ1とが共にオフとなり、このとき、ダイオードD3はオン、ダイオードD4はオフとなっている。このような状態のときには、インダクタL1と共振コンデンサC1とがLC共振するために、共振コンデンサC1に蓄積していた電荷が引き抜かれ、第1のスイッチQ1のドレイン電圧が低下していく。

【0020】そして、前記インダクタL1と共振コンデンサC1のLC共振によって、図3のt2に示すように※

$$I_{L1} = I_{L1}(t2) - (VC2 + VC4 + VC3) \cdot t / L1 \cdots \cdots (2)$$

【0022】次に、図3のt3で第1のスイッチQ1がオンとなり、第2のスイッチQ2はオフのときには、回路は図5の(a)に示す状態となり、ダイオードD3がオフ、ダイオードD4がオンとなる。そのため、電流I<sub>L1</sub>は、VC2→L1→Q1→VC3→VC5→D4→VC★

$$I_{L1} = - (VC2 + VC3 - VC3) \cdot t / L1 \cdots \cdots (3)$$

【0024】次に、図3のt4で第1のスイッチQ1が

4

\* R2の値によって出力電圧V<sub>out</sub>を検出し、この電圧V<sub>out</sub>が下がったときには、第1、第2のスイッチQ1、Q2の各ドライブ電圧の一次側発生パルス幅を大きくする等して、回路の安定化制御を行っている。

【0015】また、制御回路8により、このコンバータの制御を、例えばデューティ制御(例えば図2に示すt/T=D(デューティ)=0.5のときに出力が最も大きくなる)、周波数制御(第1、第2のスイッチのドライブ電圧の周波数が低いほど、出力が大きくなる)、インダクタ(可変インダクタ)L1による制御(L1が大きいほど出力が大きくなる)等の様々な制御を可能としている。

【0016】本実施形態例は以上のように構成されており、次にその動作について、図2の(a)および図3に示すタイムチャートおよび図4、5に基づいて説明する。なお、図4、5には、本実施形態例の回路構成が等価回路により示されており、本実施形態例に用いているAC絶縁コンデンサC2、C3およびコンデンサC4、C5は容量が大きく、定常時においてコンデンサ両端電圧が殆ど変化しないと仮定して、それぞれ直流電源VC2、VC3、VC4、VC5に置き換えて示してある。

【0017】まず、図3のt0からt1にかけては、図4の(a)に示すように、第1のスイッチQ1はオフ、第2のスイッチQ2はオンの状態であり、このとき、ダイオードD3はオン、ダイオードD4はオフとなっている。そのため、この回路には、電流I<sub>L1</sub>がV<sub>in</sub>→Q2→L1→VC2→VC4→VC3の経路で流れ始め、次式(1)に従って直線的に増加していき、第2のスイッチQ2がオフする直前で最大となる。

【0018】

※第1のスイッチQ1のドレイン電圧が0V以下になると、図4の(c)に示すように、第1のスイッチQ1と並列に接続されているダイオードD1が導通する。そして、第1のスイッチQ1のドレイン電圧が0Vのときに第1のスイッチQ1をオンとすることでゼロ電圧スイッチング(ゼロクロススイッチング)動作が達成される。図3のt2からt3にかけては、電流I<sub>L1</sub>は次式(2)に従って、直線的に減少する。

【0021】

★2の経路で流れ始め、次式(3)に従い、図4の(a)の状態のときと逆方向の電流が流れ、この逆向きの電流が直線的に増加する。

【0023】

オフとなると、t4からt5までは第1のスイッチQ1

と第2のスイッチQ2が共にオフとなり、このとき、図5の(b)に示すように、ダイオードD3はオフ、ダイオードD4はオンとなっている。そして、インダクタL1と共振コンデンサC1とがLC共振することで、共振コンデンサC1に電荷が蓄積され、それにより、図3に示すように、第1のスイッチQ1のドレイン電圧が上昇する。

【0025】そして、前記インダクタL1と共振コンデンサC1とのLC共振によって、第1のスイッチQ1の\*

$$I_{L1} = I_{L1}(t5) + (V_{in} + VC5 - VC2 - VC3) \cdot t / L1 \dots$$

・(4)

【0027】そして、図3のt0において、回路の動作状態は初期状態に戻り、前記のような動作サイクルが連続して繰り返行われ、このような動作によって出力端子17から出力される出力電圧 $V_{out}$ はVC4とVC5の和となる。また、図3には図示されていないが、この回路における第2のスイッチQ2のドレイン電圧は、図2の(a)に示すように、第1のスイッチQ1のゲート電圧(ドライブ電圧)と逆向きのパルス波形となり、共振コンデンサC1の電流も同図の(a)になる。

【0028】本実施形態例によれば、上記のように、DC-AC変換回路9と整流平滑回路10との全ての接続経路24、25に直流成分除去用のAC絶縁コンデンサC2、C3を設けたことにより、従来のスイッチング電源回路のようにトランスを設けなくても、一次側の駆動回路であるDC-AC変換回路9と出力回路である整流平滑回路10とのAC絶縁を行うことができる。

【0029】そのため、トランス4を設けた従来のコンバータのように、トランス4を設けることにより装置が大型化したり渦電流損等により損失が大きくなったりすることを抑制することが可能となり、効率の良い小型のDC-DCコンバータとすることができる。

【0030】そして、第1のスイッチQ1と第2のスイッチQ2とがデットタイムを挟んで交互にゼロクロススイッチング動作を行うDC-AC変換回路9と整流平滑回路10との接続経路24、25にAC絶縁コンデンサC2、C3を設けてコンバータの回路を構成することにより、第1、第2のスイッチQ1、Q2がオンするときに発生するノイズやロスがなく、倍電圧整流回路によって効率良く電圧出力が可能であり、しかも、従来の回路に不可欠であったトランス4を省略することでトランス4による損失のない、非常に効率のよい優れたコンバータを構成することができる。

【0031】図6には、本発明に係るコンデンサの第2の実施形態例の回路構成が示されており、同図において、上記第1の実施形態例と同一名称部分には同一符号が付してある。本実施形態例が上記第1の形態例と異なる特徴的なことは、整流平滑回路10を、全波整流を行う、周知のブリッジダイオード回路により形成したことであり、このブリッジダイオード回路は、ダイオードD

\*ドレイン電圧が入力電圧 $V_{in}$ 以上になる(同図のt5)と、図5の(c)に示すように、第2のスイッチQ2と並列のダイオードD2が導通する。そして、この期間に第2のスイッチQ2をオンすることで、ゼロ電圧スイッチングが達成できる。このとき、電流 $I_{L1}$ は、次式(4)に従い、直線的に減少し、また、ダイオードD4の電流も減少する。

【0026】

3、D4、D5、D6とコンデンサCfとを有して構成されている。なお、本実施形態例において、整流平滑回路10をブリッジダイオード回路により形成した以外の構成は上記第1と同様であるので、その重複説明は省略する。

【0032】本実施形態例は以上のように構成されており、本実施形態例においても、上記第1の実施形態例と同様に、DC-AC変換回路9と整流平滑回路10とを接続する全ての接続経路24、25に、それぞれ、AC絶縁コンデンサC2、C3を設けたことにより、従来の回路におけるトランス4を省略することが可能となり、上記第1の実施形態例と同様の効果を奏することができる。

【0033】なお、図7には、本実施形態例における第1、第2のスイッチQ1、Q2の各ドライブ電圧、第1のスイッチQ1のドレイン電圧、インダクタL1、ダイオードD3、D4、共振コンデンサC1の各電流のタイムチャートが示されており、同図に示すように、このコンバータにおいては、制御回路8の制御によって上記第1の実施形態例と同様のゼロクロススイッチング動作が行われ、整流平滑回路10によるブリッジダイオード回路動作が行われて全波整流が行われる。

【0034】図8には、本発明に係るコンデンサの第3の実施形態例の回路構成が示されており、同図においても、上記第1、第2の実施形態例と同一名称部分には同一符号が付してある。本実施形態例が上記第1、第2の実施形態例と異なる特徴的なことは、整流平滑回路10を、ダイオードD3、D4、コンデンサCfを有する、周知の半波整流回路により形成したことであり、

【0035】本実施形態例においても、上記第1、第2の実施形態例と同様に、DC-AC変換回路9と整流平滑回路10とを接続する全ての接続経路24、25にそれぞれ、AC絶縁コンバータC2、C3を設けたことにより、上記第1、第2の実施形態例と同様に、トランス4を省略することが可能となり、同様の効果を奏することができる。

【0036】なお、図9には、本実施形態例における第1、第2のスイッチQ1、Q2のドライブ電圧、スイッチQ1のドレイン電圧、インダクタL1、ダイオードD3、共振コンデンサC1の各電流のタイムチャートが示

されており、本実施形態例においては、このタイムチャートに示すような動作が行われる。

【0037】なお、本発明は上記実施形態例に限定されることはなく様々な実施の態様を採り得る。例えば、上記実施形態例では、DC-AC変換回路9は、共振コンデンサC1を第1のスイッチQ1と並列に接続して設けたが、共振コンデンサC1を第2のスイッチQ2と並列に接続してDC-AC変換回路9を構成してもよい。

【0038】また、上記実施形態例では、インダクタL1を接続経路24側に設けたが、インダクタL1は接続経路25側に設けて、AC絶縁コンデンサC3と直列に接続するようにしてもよい。

【0039】さらに、上記実施形態例では、DC-AC変換回路9のグラウンド15側と整流平滑回路10の入力端子19とを接続経路25で接続し、この接続経路25にAC絶縁コンデンサC3を設けたが、その代わりに、DC-AC変換回路9の入力直流電源12側と整流平滑回路10の入力端子19とを接続経路によって接続し、この接続経路にAC絶縁コンデンサC3を設けてコンバータの回路を構成してもよい。

【0040】さらに、上記実施形態例のように、DC-AC変換回路9と整流平滑回路10とを接続する接続経路24、25に設けるAC絶縁コンデンサC2、C3の容量は適宜設定されるものであり、例えば、AC絶縁コンデンサC2、C3の容量を小さく設定したときには、図2の(b)に示すように、インダクタL1、ダイオードD3、D4の各電流は滑らかな波形特性を示すようになるが、この場合にも、上記実施形態例と同様の効果を奏する。

【0041】さらに、本発明のコンバータに設ける整流平滑回路10は、必ずしも上記実施形態例のような倍電圧整流回路、ブリッジダイオード回路、半波整流回路とするとは限らず、これらの回路以外にも、DC-AC変換回路9の出力を整流平滑する回路であればよい。

【0042】

【発明の効果】本発明によれば、駆動用の一次側のDC-AC変換回路と出力側の整流平滑回路とを接続する接続経路の全てに直流成分除去用のAC絶縁コンデンサを設けたものであるから、AC絶縁コンデンサによってDC-AC変換回路から整流平滑回路へのAC絶縁を行うことが可能となり、従来のコンバータに不可欠であった

トランスを省略することができる。そのため、トランスを設けることによる装置の大型化や、トランスの渦電流損等によるロスを抑制することが可能となり、効率のよい小型のコンバータとすることができる。

【0043】そして、本発明によれば、DC-AC変換回路のゼロクロススイッチング動作によって、第1、第2の一次側スイッチをそれぞれオンするときに発生するロスを抑制し、かつ、トランスを設けることによるロスの増加も抑制することができるために、低ノイズで効率のよい優れた小型のコンバータを形成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るコンバータの第1の実施形態例を示す回路構成図である。

【図2】上記第1の実施形態例における各構成要素に加えられる電圧および電流を示すタイムチャートである。

【図3】図2の(a)に示したタイムチャートの一部を拡大して示す説明図である。

【図4】上記第1の実施形態例の動作を等価回路によって示す説明図である。

【図5】図4に続く、上記第1の実施形態例の動作を等価回路によって示す説明図である。

【図6】本発明に係るコンバータの第2の実施形態例を示す回路構成図である。

【図7】上記第2の実施形態例における各構成要素に加えられる電圧および電流を示すタイムチャートである。

【図8】本発明に係るコンバータの第3の実施形態例を示す回路構成図である。

【図9】上記第3の実施形態例における各構成要素に加えられる電圧および電流を示すタイムチャートである。

【図10】従来のスイッチング電源用のコンバータの回路構成の一例を示す説明図である。

【符号の説明】

8 制御回路

9 DC-AC変換回路

10 整流平滑回路

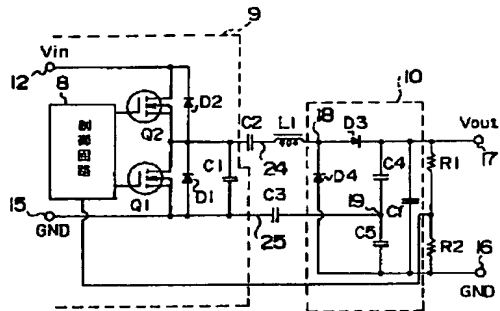
Q1 第1のスイッチ

Q2 第2のスイッチ

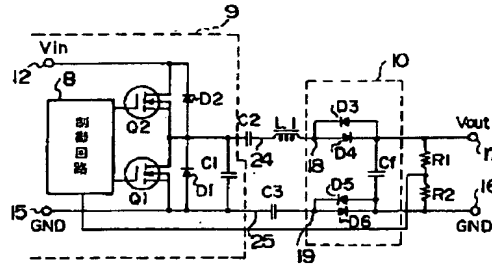
C2、C3 AC絶縁コンデンサ

L1 インダクタ

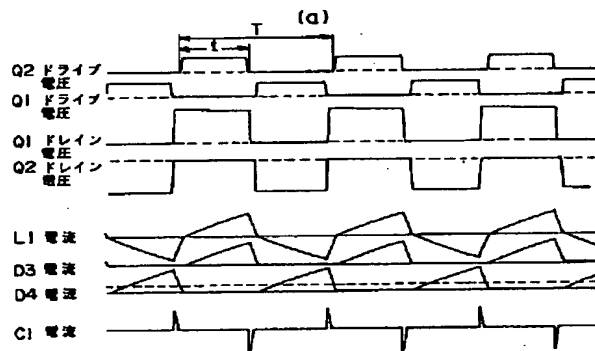
【図1】



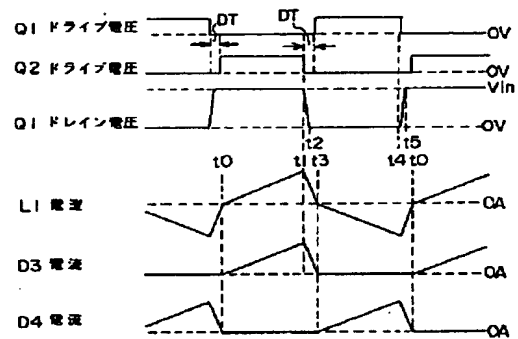
【図6】



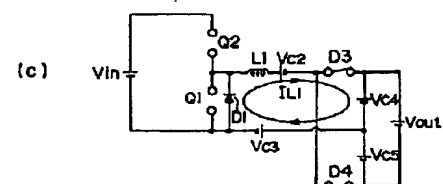
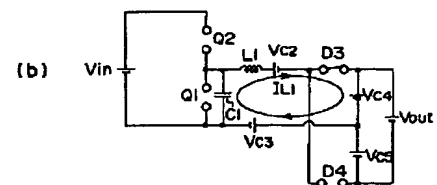
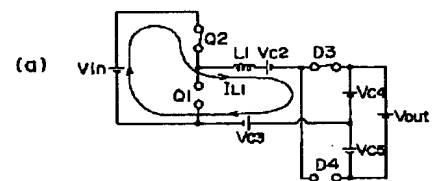
【図2】



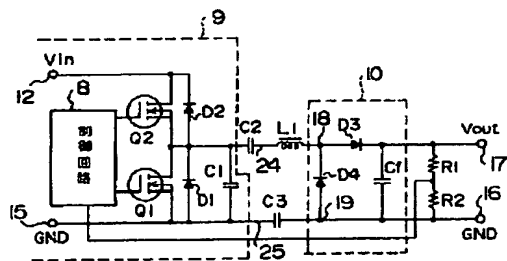
【図3】



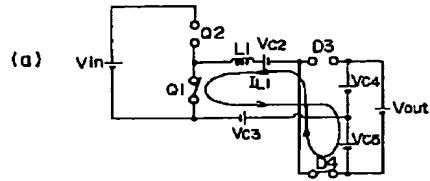
【図4】



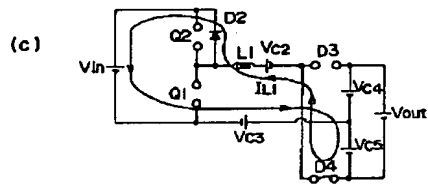
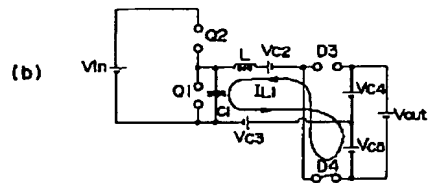
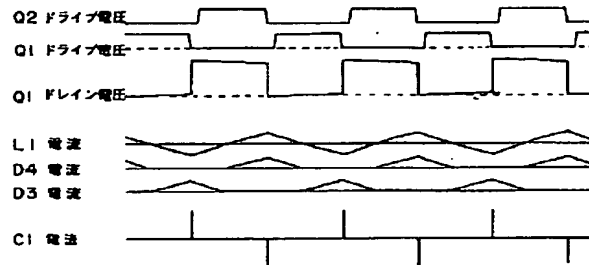
【図8】



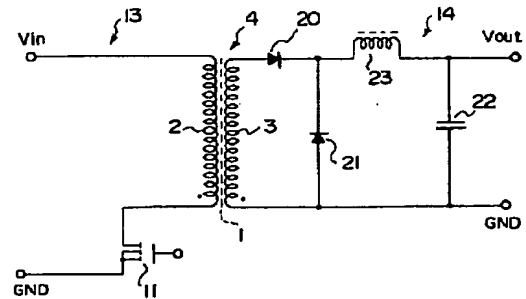
【図5】



【図7】



【図10】



【図9】

